



Mélangeur hyperfréquence symétrique

La présente invention concerne un mélangeur hyperfréquence symétrique.

Les mélangeurs hyperfréquences symétriques sont employés  
5 notamment dans les transmissions hertziennes pour moduler un signal local qui est une onde porteuse par un signal modulant et, inversement, pour recouvrer un signal modulant à partir d'une onde porteuse modulée. Ils comprennent un organe non linéaire au moins pour produire un signal de sortie ayant une composante dont la fréquence  
10 est la somme ou la différence, ou une combinaison linéaire de celles de l'onde porteuse et du signal modulant.

Il est ainsi connu d'employer une diode comme organe non linéaire. Dans ce cas, le mélangeur apporte une perte de conversion, c'est-à-dire une puissance de la composante intéressante du signal de  
15 sortie plus faible que celle du signal en bande de base. De plus, son fonctionnement est linéaire (la composante intéressante du signal de sortie et le signal en bande de base ont des puissances dans un rapport constant) dans une plage relativement limitée de la puissance du signal en bande de base.

20 Il est maintenant connu d'employer un transistor comme élément non linéaire, par exemple par l'article "Balanced FET up-converter for 6 GHz 64-QAM radio" de P. BURA et D. GELERMAN paru dans la revue IEEE MTT-S digest 1988 (page 941). Dans ce cas, le mélangeur apporte un gain de conversion et non plus une perte de conversion. De plus, son  
25 fonctionnement est linéaire dans une plus grande plage de puissance du signal modulant.

Cependant, dans les deux cas envisagés précédemment, le mélangeur apporte une réjection du signal local (le rapport de la puissance du signal de sortie à la fréquence du signal local sur la  
30 puissance de celui-ci) qui est insuffisante pour certaines applications. On peut citer, notamment, le cas des faisceaux hertziens comprenant une opération de modulation d'amplitude en quadrature à 256 états. Les équipements d'émission de tels faisceaux comprennent des mélangeurs suivi d'un amplificateur et si la réjection du signal local  
35 est insuffisante, il faut alors prévoir un filtre entre les mélangeurs

et l'amplificateur pour augmenter cette réjection. Un tel filtre, outre son encombrement et son prix, réduit sensiblement l'efficacité d'un circuit connu sous le terme de "prédistorreur" qui compense les distorsions introduites par l'amplificateur et/ou le mélangeur. Par  
5 ailleurs, lorsqu'un circuit de régulation automatique de puissance émise est utilisé, il est souhaitable que la réjection du signal local soit la plus forte possible.

Un premier objet de la présente invention est donc la réalisation d'un mélangeur hyperfréquence symétrique présentant une  
10 réjection du signal local notablement améliorée.

D'autre part, comme cela a été souligné, le signal de sortie présente une composante dont la fréquence est la somme de celle de l'onde porteuse et de celle du signal en bande de base et une autre composante dont la fréquence est la différence de celle de ces deux  
15 mêmes signaux. L'une de ces composantes est le signal utile qui est employé pour la transmission tandis que l'autre, indésirable, est le signal image. Le signal image est couramment atténué par un filtre disposé à la suite du mélangeur, ne serait-ce que pour éviter son amplification. Cependant, un tel filtre atténue également le signal  
20 utile. De plus il faut le régler en fonction de la fréquence du signal local.

Un second objet de la présente invention est donc la réalisation d'un dispositif fonctionnant comme un mélangeur qui présente une atténuation notablement améliorée du signal image.

25 Le mélangeur hyperfréquence symétrique selon l'invention comprend un coupleur d'entrée produisant un premier et un second signal modulant à partir d'un signal d'entrée, un coupleur hyperfréquence produisant un premier et un second signal de transposition à partir d'un signal local, un premier organe non linéaire produisant un  
30 premier signal de mélange à partir des premiers signaux modulé et de transposition, un second organe non linéaire produisant un second signal de mélange à partir des seconds signaux modulé et de transposition, un coupleur de sortie produisant sur son accès de sortie un signal de sortie à partir des signaux de mélange, une première et une  
35 seconde voie du mélangeur s'étendant du premier respectivement du

second organe non linéaire à l'accès de sortie, et se caractérise en ce qu'il comprend de plus une cellule symétrique de déphasage pour produire un déphasage différentiel ajustable entre les signaux à la fréquence du signal local empruntant les deux voies afin qu'ils se  
5 recombinent en opposition de phase sur cet accès de sortie.

La réjection du signal local est ainsi améliorée car la cellule symétrique du déphasage compense la dissymétrie de déphasage de ces deux voies.

Dans un premier mode de réalisation du mélangeur hyperfréquence  
10 symétrique, la cellule symétrique de déphasage est disposée entre le coupleur hyperfréquence et les organes non linéaires pour produire à partir des premier et second signaux de transposition respectivement un premier et un second signal de modification à destination respectivement du premier et du second organe non linéaire.

15 Dans un second mode de réalisation du mélangeur hyperfréquence symétrique, la cellule symétrique de déphasage est disposée entre les organes non linéaires et le coupleur de sortie pour fournir à celui-ci deux signaux à partir des signaux de mélange.

De plus, le mélangeur hyperfréquence symétrique comprend,  
20 associé à l'un au moins des organes non linéaires, un ensemble de réglage pour modifier le gain de cet organe afin de réduire, dans le signal de sortie, la puissance à la fréquence du signal local.

La réjection du signal local est encore améliorée au moyen de l'ensemble de réglage qui permet de compenser la dissymétrie de gain  
25 des deux voies du mélangeur.

Par ailleurs, dans le mélangeur hyperfréquence symétrique, la cellule symétrique de déphasage est prévue pour être ajustée par un signal de commande.

Avantageusement, dans le mélangeur hyperfréquence symétrique, la  
30 cellule symétrique de déphasage comprend deux déphaseurs déphasant chacun l'un des signaux reçus par elle, l'un des déphaseurs produisant un déphasage ajustable par le signal de commande, l'autre produisant un déphasage fixe.

Par exemple, dans le mélangeur hyperfréquence symétrique, le  
35 déphaseur ajustable comprend un coupleur de type "coupleur rat-race

6  $\lambda/4$ " dont un premier accès couplé est chargé par une première section de ligne de longueur L suivie d'un premier élément à capacité ajustable, dont le deuxième accès couplé est chargé par une deuxième section de ligne de longueur  $L + \lambda/4$  suivie d'un deuxième élément à  
5 capacité ajustable, ces éléments à capacité ajustable étant commandés par le signal de commande.

Dans une première configuration du mélangeur hyperfréquence symétrique, le déphaseur fixe est identique au déphaseur ajustable si ce n'est que les éléments à capacité ajustable reçoivent une tension  
10 fixe au lieu du signal de commande.

Dans une seconde configuration du mélangeur hyperfréquence symétrique, le déphaseur fixe est identique au déphaseur ajustable si ce n'est que les éléments à capacité ajustable sont remplacés par des éléments à capacité fixe.

15 En outre, le mélangeur hyperfréquence symétrique comprend une cellule d'asservissement qui produit le signal de commande à partir d'un signal de niveau traduisant la puissance dudit signal de sortie à la fréquence dudit signal local.

Dans le mélangeur hyperfréquence symétrique, selon une première  
20 solution, la cellule d'asservissement comprend un quatrième coupleur prélevant une fraction du signal de sortie à destination d'un filtre passe-bande centré sur la fréquence du signal local suivi d'un module de détection fournissant le signal de niveau à un circuit de commande qui produit le signal de commande de manière à minimiser ce signal de  
25 niveau.

Dans le mélangeur hyperfréquence symétrique, selon une deuxième solution, la cellule d'asservissement comprend un quatrième coupleur prélevant une fraction du signal de sortie à destination d'un circuit de mélange et de filtrage qui reçoit également le signal local pour  
30 produire un signal de combinaison dont la composante continue est le signal de niveau, et comprend un circuit de commande qui produit ledit signal de commande de manière à minimiser ce signal de niveau.

Dans une première forme du mélangeur hyperfréquence symétrique, les organes non linéaires sont des transistors à effet de champ.

35 Dans une seconde forme du mélangeur hyperfréquence symétrique,

les organes non linéaires sont formés par un transistor à effet de champ à deux grilles.

Une utilisation avantageuse du mélangeur hyperfréquence symétrique consiste à réaliser un dispositif de mélange qui comprend  
5 un coupleur de répartition recevant désormais le signal d'entrée pour fournir deux signaux déphasés de  $90^\circ$  aux accès d'entrée des coupleurs d'entrée d'un premier et d'un second tels mélangeurs hyperfréquences symétriques et un coupleur de combinaison produisant un signal d'émission comme la somme du signal de sortie d'un des mélangeurs et  
10 du signal de sortie de l'autre mélangeur déphasé de  $90^\circ$ .

Ainsi l'atténuation du signal image est notablement améliorée.

De plus, dans cette utilisation du mélangeur hyperfréquence symétrique, le dispositif de mélange comprend également un coupleur de distribution pour fournir ledit signal local à ces mélangeurs.

15. En outre, dans l'utilisation proposée du mélangeur hyperfréquence symétrique, les signaux de sortie des mélangeurs comprenant chacun, outre une partie du signal utile, une partie d'un signal image, le dispositif de mélange comprend de plus une cellule symétrique de déphasage auxiliaire pour produire un déphasage  
20 différentiel ajustable entre les signaux à la fréquence du signal image issus de chacun des mélangeurs afin qu'ils se recombinent en opposition de phase dans le signal d'émission.

Dans cette utilisation du mélangeur hyperfréquence symétrique, la dite cellule symétrique de déphasage auxiliaire peut être disposée  
25 soit entre les mélangeurs et le coupleur de combinaison, soit en amont des mélangeurs recevant dans ce cas le signal local pour le fournir à ces mélangeurs.

Les différents objets et caractéristiques de la présente invention apparaîtront maintenant avec plus de précision dans le cadre  
30 d'exemples de réalisation donnés à titre non limitatif en se référant aux figures annexées qui représentent :

- la figure 1, un schéma d'un mode de réalisation du mélangeur hyperfréquence symétrique selon l'invention,
- la figure 2, un schéma d'un mode de réalisation d'un déphaseur  
35 employé pour la mise en oeuvre de l'invention,

- la figure 3, un schéma d'une cellule symétrique de déphasage caractéristique de l'invention,
- la figure 4, un schéma d'un mode de réalisation perfectionné de l'invention,
- 5 - la figure 5, un schéma d'un dispositif de mélange qui utilise le mélangeur hyperfréquence symétrique de l'invention,
- la figure 6, un schéma d'un dispositif de mélange perfectionné.

L'invention s'applique quel que soit le type de mélangeur pourvu qu'il soit symétrique, c'est-à-dire qu'il comprenne deux voies qui  
10 sont combinées sur un coupleur de sortie, chaque voie produisant un signal de mélange à partir d'un signal en bande de base et d'une onde porteuse. Elle sera cependant décrite en relation avec le mélangeur mentionné dans l'introduction de la présente demande pour des raisons de clarté de l'exposé. Il ne faut pas voir là une limitation de  
15 l'invention car l'homme de l'art dispose des connaissances nécessaires pour transposer l'invention dans un autre type de mélangeur.

Le mélangeur hyperfréquence symétrique représenté dans la figure 1 comprend les cinq éléments de la structure connue que sont le coupleur d'entrée S1, le coupleur hyperfréquence S2, le premier T1 et  
20 le second T2 transistors à effet de champ, le coupleur de sortie S3 et comprend aussi une cellule symétrique de déphasage P.

Le coupleur d'entrée S1 qui est un diviseur de puissance reçoit un signal modulant pour le répartir en deux fractions d'amplitude sensiblement égale sur ses deux accès de sortie mais déphasées de  
25 180°. On parle couramment d'un coupleur en fréquence intermédiaire 3dB-180°. Les deux signaux de sortie sont injectés sur deux condensateurs Cf1, Cf2 pour produire respectivement un premier I1 et un second I2 signal modulé.

Le coupleur hyperfréquence S2 reçoit une onde porteuse OL pour  
30 la répartir sur ses deux accès de sortie en un premier O1 et un second O2 signaux de transposition de puissance sensiblement égales et de déphasage relatif nul. Il s'agit, par exemple, d'un coupleur connu par l'homme du métier sous le nom de "coupleur Wilkinson"(3dB-0°).

La cellule symétrique de déphasage reçoit les deux signaux de  
35 transposition et produit deux signaux de sortie injectés sur deux

condensateurs de liaison  $C_{01}$ ,  $C_{02}$  pour former deux signaux de modification J1, J2. Le premier signal de modification J1 est obtenu à partir du premier signal de transposition O1 par une opération d'atténuation et une opération de déphasage de valeur  $\varphi_1$  dans un premier déphaseur. Le second signal de modification J2 est obtenu à partir du second signal de transposition O2 par une opération d'atténuation et une opération de déphasage de valeur  $\varphi_2$  dans un second déphaseur. Les atténuations des deux signaux de transposition ne sont pas une caractéristique de la cellule symétrique de déphasage mais plutôt une conséquence de son mode de réalisation. Elles seront choisies, de préférence de valeurs les plus faibles possibles et les plus voisines possibles. La cellule symétrique de déphasage est par contre prévue pour faire varier la différence des déphasages  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  introduits sur les deux signaux de transposition.

Le premier transistor T1 reçoit sur sa grille une tension de polarisation  $V_{G1}$  par l'intermédiaire d'une inductance L1, le premier signal modulé I1 et le premier signal de modification J1. Sa source est reliée à la masse et son drain reçoit une tension de polarisation  $V_{D1}$  par l'intermédiaire d'une inductance L3. Le premier signal de mélange M1 qui résulte de la combinaison du premier signal modulé et du premier signal de modification est recueilli sur une électrode d'un condensateur  $C_{T1}$  dont l'autre électrode est reliée au drain.

Le second transistor T2 reçoit sur sa grille une tension de polarisation  $V_{G2}$  par l'intermédiaire d'une inductance L2, le second signal modulé I2 et le second signal de modification J2. Sa source est reliée à la masse et son drain reçoit une tension de polarisation  $V_{D2}$  par l'intermédiaire d'une inductance L4. Le second signal de mélange M2 qui résulte de la combinaison du second signal modulé et du second signal de modification est recueilli sur une électrode d'un condensateur  $C_{T2}$  dont l'autre électrode est reliée au drain.

Le coupleur de sortie S3 produit comme signal de sortie R un signal proportionnel à la somme du signal appliqué sur un de ses accès d'entrée et du signal appliqué sur son autre accès d'entrée affecté d'un déphasage de  $180^\circ$ . On parle ici aussi couramment de coupleur 3dB- $180^\circ$ . Il s'agira, par exemple, d'un coupleur identifié par l'homme



du métier sous l'expression anglaise "rat-race" ou "hybrid". Le coupleur de sortie S3 reçoit donc sur ses deux accès d'entrée les deux signaux de mélange M1, M2.

Les différents condensateurs et inductances mentionnés jusqu'à  
5 présent sont uniquement des éléments de filtrage prévus notamment pour isoler les alimentations de polarisation des circuits hyperfréquences. Leurs mises en oeuvre fait partie de la pratique courante de l'homme du métier et ils ont été cités de manière à donner une description complète de l'invention. Ils jouent un rôle accessoire et seront donc  
10 éventuellement omis par la suite, étant entendu que des moyens identiques ou similaires sont prévus.

La première voie du mélangeur s'étend de la grille du premier transistor T1 à l'accès de sortie du coupleur de sortie S3, tandis que la seconde voie du mélangeur s'étend de la grille du second transistor  
15 T2 à ce même accès de sortie. On rappellera d'autre part que les lignes reliant les accès de sortie du coupleur d'entrée S1 aux grilles des deux transistors T1, T2 ont des longueurs équivalentes. Il en va de même des lignes reliant le coupleur hyperfréquence S2 à la cellule symétrique du déphasage P et des lignes reliant cette cellule aux  
20 grilles des deux transistors.

Abstraction faite de l'invention, c'est-à-dire en supprimant la cellule symétrique de déphasage P, le signal local subit un déphasage dû au coupleur hyperfréquence S2 et à la première voie qui présente un écart avec celui dû à ce coupleur et à la deuxième voie qui est  
25 différent de 180°. Cette dissymétrie est due à la dispersion de fabrication des éléments tels que les coupleurs et les transistors et aux défauts de réalisation du circuit d'interconnexion de ces éléments. Il s'ensuit que la réjection du signal local est limitée.

La cellule symétrique de déphasage P est précisément prévue pour  
30 compenser cette dissymétrie. La différence des déphasages introduits par son premier déphaseur  $\varphi_1$  et son second déphaseur  $\varphi_2$  est ajustée pour ramener l'écart de déphasage mentionné ci-dessus à une valeur de 180°. Ainsi les deux signaux à la fréquence du signal local empruntant les deux voies du mélangeur se recombinent en opposition de phase dans  
35 le signal de sortie R.

La cellule symétrique de déphasage introduit généralement une atténuation, c'est pour cette raison qu'elle a été disposée entre le coupleur hyperfréquence S2 et les deux transistors T1, T2. Dans ce cas, l'atténuation de la cellule peut être compensée par une

5 augmentation de la puissance du signal local. Toutefois, sans sortir du cadre de l'invention, il est possible de la disposer entre les deux transistors T1, T2 et le coupleur de sortie S3. Ses accès qui recevaient les deux signaux de transposition O1, O2 étant désormais reliés aux drains des deux transistors T1, T2 et ses accès qui

10 produisaient les deux signaux de modification J1, J2, produisant désormais les deux signaux de mélange M1, M2. Il va sans dire que dans ce cas les premier O1 et deuxième O2 signaux de transposition sont égaux respectivement aux premier J1 et second J2 signaux de modification.

15 En revenant à l'exemple choisi auparavant, il apparaît qu'une amélioration supplémentaire peut être apportée au mélangeur. En effet, pour des raisons de dissymétrie déjà mentionné l'atténuation du signal local diffère selon que celui-ci emprunte la première ou la seconde voie. L'invention propose d'ajouter un ensemble de réglage dans l'une

20 des voies au moins de manière à compenser cet écart d'atténuation. Ainsi les deux signaux à la fréquence du signal local empruntant les deux voies du mélangeur, non seulement se recombinent en opposition de phase, mais de plus présentent un niveau sensiblement identique. La réjection du signal local est ainsi fortement améliorée.

25 L'ensemble de réglage qui n'est pas représenté dans la figure peut consister en un simple circuit de polarisation qui fait varier sur commande la tension de polarisation de la grille d'un des transistors T1, T2 de manière à en modifier le gain. Si un tel circuit est bien connu de l'homme de l'art, il n'est pas utilisé à cet effet

30 dans le mélangeur symétrique mais plutôt pour équilibrer les gains des deux transistors. Il est en effet illusoire de vouloir annuler la différence de deux signaux de même fréquence qui présentent un déphasage non nul. L'ensemble de réglage de l'invention sera donc prévu avec un réglage suffisamment fin (généralement plus fin que dans

35 un simple circuit de polarisation) pour compenser l'écart

d'atténuation relativement faible mentionné ci-dessus.

Un mode de réalisation particulier de la cellule symétrique de déphasage sera maintenant présenté à titre d'exemple. Il ne faut pas voir la une limitation de l'invention mais simplement un moyen parmi  
5 d'autre pouvant être utilisé pour sa mise en oeuvre. Cette cellule comprend donc deux déphaseurs.

Le premier déphaseur DP1 représenté dans la figure 2 a une structure connue et a notamment fait l'objet d'une description dans l'article "Low cost design technics for semi-conductor phase shifters"  
10 de Richard W. BURNS, Russel L. HOLDEN et Raimond TANG, publié dans le numéro 22 de juin 1974 de IEEE MTT (page 684). Il est réalisé à partir d'un élément désigné par l'homme de métier sous le nom de "coupleur rat-race  $6\lambda/4$ ", où  $\lambda$  représente la longueur d'onde pour laquelle ce coupleur est prévu. Il comprend une succession de tronçons de ligne  
15 qui forme un anneau. Le premier tronçon A1 a une longueur de  $3\lambda/4$  tandis que les trois autres A2, A3, A4 ont une longueur de  $\lambda/4$ , l'impédance réduite de ces tronçons valant sensiblement 1,414. L'accès d'entrée IP du déphaseur est disposé entre les premier A1 et quatrième A4 tronçons alors que l'accès de sortie OP est placé entre les second  
20 A2 et troisième A3 tronçons, ces deux accès étant prévus pour être raccordés à des lignes d'impédance réduite de valeur 1. Sur un premier accès couplé du déphaseur situé entre le premier et le second tronçon, est également connectée une première section de ligne A12 de longueur L et d'impédance réduite de valeur 1 suivie d'une première diode D1  
25 raccordée à la masse dont la capacité de jonction varie en fonction de la tension appliquée sur cette jonction. Cette diode et les autres du même type seront nommées par la suite "varactors", comme le fait l'homme de métier. Sur un second accès couplé du déphaseur situé entre le troisième et le quatrième tronçons, est également connectée une  
30 deuxième section de ligne A34 de longueur  $L + \lambda/4$  et d'impédance réduite de valeur 1 suivi d'un deuxième varactor D2 raccordé à la masse. Les deux varactors D1, D2 sont polarisés au moyen d'une tension de commande Vc ajustable. Des condensateurs sont prévus pour que cette tension de commande ne se propage pas à l'extérieur du déphaseur mais  
35 ils ne sont pas représentés dans la figure. De plus la longueur L est choisie voisine de  $\lambda/8$  afin que le déphaseur soit le moins dispersif

possible.

Le principe de fonctionnement sera maintenant exposé. L'onde injectée sur l'accès d'entrée IP se sépare en deux ondes dérivées d'égale amplitude. La première onde dérivée emprunte le premier  
 5 tronçon de ligne A1, se sépare en une première onde transmise qui emprunte le second tronçon de ligne A2 et une première onde réfléchie qui passe par la première section de ligne A12, se réfléchit sur le premier varactor D1 qui l'affecte d'un premier déphasage  $\varphi_{D1}$ , passe à nouveau dans la première section de ligne A12 et est à nouveau  
 10 injectée sur l'anneau où elle se répartit en deux composantes qui se recombinent en phase sur l'accès de sortie OP. La deuxième onde dérivée emprunte le quatrième tronçon de ligne A4, se sépare en une deuxième onde transmise qui emprunte le troisième tronçon de ligne A3 et une deuxième onde réfléchie qui passe par la seconde section de  
 15 ligne A34, se réfléchit sur le second varactor D2 qui l'affecte d'un second déphasage  $\varphi_{D2}$ , passe à nouveau dans la seconde section de ligne A34 et est à nouveau injectée sur l'anneau où elle se répartit en deux composantes qui recombinent en phase sur l'accès de sortie OP.

Les deux varactors D1, D2 étant identiques et polarisés avec la  
 20 même tension de commande  $V_c$ , les deux déphasages  $\varphi_{D1}$ ,  $\varphi_{D2}$  qu'ils introduisent dans les deux ondes réfléchies sont donc égaux et seront notés  $\varphi$ . Ainsi les deux ondes réfléchies se recombinent en phase sur l'accès de sortie OP, le déphasage introduit par le premier déphaseur entre son accès d'entrée et son accès de sortie étant égal à  $\varphi + \varphi_L$   
 25 où  $\varphi_L$  est le retard de phase dû à une portion de ligne de longueur  $2L$ . Les deux ondes transmises par contre, se recombinent en opposition de phase sur l'accès de sortie OP.

Il apparaît ainsi que la phase du signal sur l'accès de sortie OP est celle du signal sur l'accès d'entrée IP augmentée de  
 30  $\varphi_1 = \varphi + \varphi_L$ .

Le second déphaseur DP2 se différencie du premier uniquement par le fait que les deux varactors D1, D2 sont remplacés par deux condensateurs C1, C2 de même capacité. Si l'on note  $\varphi_c$  le déphasage  
 introduit par ces condensateurs il s'ensuit que, comme dans le premier  
 35 déphaseur, la phase du signal sur l'accès de sortie est celle du

signal sur l'accès d'entrée augmentée de  $\varphi_2 = \varphi_c + \varphi_L$ .

Ainsi le déphasage différentiel de la cellule symétrique de déphasage qui est la différence  $\varphi_2 - \varphi_1$  des déphasages introduits par chacun des déphaseurs vaut  $\varphi_c - \varphi$  et peut être ajusté en faisant  
5 varier  $\varphi$  au moyen de la tension de commande  $V_c$ .

Dans une variante de réalisation du second déphaseur, les deux condensateurs sont remplacés par un troisième et un quatrième varactor identiques polarisés au moyen d'une tension fixe. Dans ce cas les variations de température qui produisent les mêmes effets sur les  
10 déphasages produits par les quatre varactors sont annulés dans le déphasage différentiel. La tension fixe de polarisation des troisième et quatrième varactors sera avantageusement choisie au milieu de la plage de variation de la tension de commande  $V_c$ .

La cellule symétrique de déphasage P est schématisée sur la  
15 figure 3. Le premier signal de transposition O1 est appliqué sur l'accès d'entrée du premier déphaseur par l'intermédiaire d'un premier condensateur d'isolation  $C_{i1}$ . Le premier signal de modification J1 est issu de l'accès de sortie du premier déphaseur par l'intermédiaire du premier condensateur de liaison  $C_{O1}$ . Le second signal de transposition  
20 O2 est appliqué sur l'accès d'entrée du second déphaseur DP2 par l'intermédiaire d'un second condensateur d'isolation  $C_{i2}$ . Le second signal de modification J2 est issu de l'accès de sortie du second déphaseur par l'intermédiaire du second condensateur de liaison  $C_{O2}$ . Les condensateurs d'isolation et de liaison sont prévus pour isoler  
25 les différentes tensions continues, notamment la tension de commande, qui sont présentes dans le mélangeur. Avantageusement, les deux condensateurs d'isolation seront choisis de même capacité ainsi que les deux condensateurs de liaison.

A titre d'exemple numérique, les performances du mélangeur qui  
30 suivent sont présentées pour une fréquence du signal local s'étendant de 6,4 à 7,1 GHz.

- fréquence centrale :  $f_o = 6,75$  GHz.

-  $C_1 = C_2 = 2,2$  pF.

-  $C_{i1} = C_{i2} = C_{O1} = C_{O2} = 4,7$  pF.

35 Le déphasage différentiel varie dans ce cas, à la fréquence

centrale, de  $-17^\circ$  à  $47^\circ$  pour une variation de la tension de commande de 0 à 35V. Pour une tension de commande déterminée, le déphasage différentiel ne varie pas de plus de  $5^\circ$  dans la plage de variation de la fréquence du signal local.

5 Par ailleurs, à la fréquence centrale, pour une puissance du signal local de 16dBm, la réjection du signal local atteint 60dB compte-tenu du réglage précis qu'apporte l'ensemble de réglage.

Selon une caractéristique additionnelle de l'invention, la tension de commande est réglée automatiquement au moyen d'une cellule  
10 d'asservissement représentée dans la figure 4. Cette cellule comprend un quatrième coupleur S4, un coupleur 10dB par exemple, qui reçoit le signal de sortie R sur son accès d'entrée Ae, en transmet une fraction sur son accès couplé Ac et transmet le restant sur son accès de sortie As. L'accès couplé Ac est relié à un filtre passe-bande BP, à  
15 résonateurs diélectriques par exemple, centré sur la fréquence du signal local. Le filtre passe-bande est suivi d'un module de détection MD qui fournit un signal de niveau N dont la valeur est fonction de l'amplitude du signal appliqué sur son entrée. Ce module prendra la forme connue, par exemple, d'une diode  $D_R$  suivi d'un condensateur  $C_R$   
20 reliés à la masse en parallèle sur une résistance  $R_R$ , le signal de niveau N étant obtenu au point commun de ces trois éléments. La cellule d'asservissement comprend enfin un circuit de commande CC qui produit la tension de commande Vc de manière à minimiser le signal de niveau N qu'il reçoit sur son entrée.

25 Dans une variante de réalisation de la cellule d'asservissement non représentée dans la figure, le filtre passe-bande BP et le module de détection MD sont remplacés par un circuit de mélange et de filtrage. Ce circuit reçoit le signal local OL et le signal issu de l'accès couplé du quatrième coupleur S4 pour en effectuer une  
30 combinaison non linéaire (tel que le fait un mélangeur) et produire ainsi un signal de combinaison. Ce signal de combinaison présente notamment une composante continue qui résulte du signal local et de la composante du signal de sortie R à la fréquence du signal local. Le circuit comprend donc de plus un filtre pour isoler cette composante  
35 continue qui est une fonction du niveau de la composante du signal de

sortie à la fréquence du signal local et qui devient désormais le signal de niveau précédemment mentionné.

L'avantage de cette variante de réalisation réside dans le fait que les éléments qui la composent sont indépendants de la fréquence du signal local. Il n'est donc pas nécessaire de prévoir un réglage de ces éléments suite à une modification de cette fréquence.

Le mélangeur hyperfréquence symétrique a été présenté en adoptant des transistors à effet de champ T1, T2 comme éléments de mélange proprement dits. Il ne faut pas voir là une limitation de l'invention qui s'applique quels que soient ces éléments pourvu qu'il s'agisse d'organes non linéaires produisant un signal de sortie ayant au moins une composante à une fréquence égale à la somme ou à la différence de celles des signaux qu'ils reçoivent. On peut ainsi envisager de remplacer les deux transistors par un transistor bi-grille dont les deux grilles correspondent chacune à la grille de l'un des transistors simple grille.

Le mélangeur hyperfréquence symétrique trouvera une utilisation avantageuse dans la réalisation d'un dispositif de mélange présentant une forte atténuation du signal image.

Ce dispositif représenté dans la figure 5 comprend un premier MHS1 et un second MHS2 mélangeurs hyperfréquences symétriques tels que décrits ci-dessus, un coupleur de répartition SR et un coupleur de combinaison SC. Le coupleur de répartition SR reçoit le signal d'entrée FI qu'il répartit en deux signaux déphasés de  $90^\circ$  appliqués chacun sur l'accès d'entrée du coupleur d'entrée d'un des mélangeurs MHS1, MHS2. Il s'agit d'un coupleur 3dB- $90^\circ$ , par exemple, travaillant à la fréquence du signal en bande de base. Le coupleur de combinaison SC reçoit les signaux de sortie de chacun des mélangeurs MHS1, MHS2 et produit un signal d'émission E comme la somme de l'un de ces signaux et de l'autre déphasé de  $90^\circ$ . Il s'agit, par exemple, d'un coupleur 3db- $90^\circ$  connu sous le nom de "coupleur de Lange". Par ailleurs, le signal local est fourni aux deux mélangeurs, par exemple au moyen d'un coupleur de distribution SD tel qu'un coupleur "Wilkinson" 3dB- $0^\circ$ , qui distribue ce signal sans déphasage.

Il apparaît ainsi que les signaux utiles issus des deux

mélangeurs se recombinent en phase sur l'accès de sortie du coupleur de combinaison SC, tandis que les signaux images issus des mélangeurs se recombinent en opposition de phase sur ce même accès de sortie.

Le choix du signal utile et du signal image se fait par la  
5 connexion des mélangeurs sur les accès de sortie du coupleur de répartition SR et sur les accès d'entrée du coupleur de combinaison SC.

Selon une particularité additionnelle du dispositif de mélange représenté dans la figure 6, celui-ci comprend de plus une cellule  
10 symétrique de déphasage auxiliaire PD telle que celle P décrite précédemment. Cette cellule est introduite, par exemple, entre les mélangeurs et le coupleur de combinaison c'est-à-dire que ses accès d'entrée reçoivent chacun un des signaux de sortie des mélangeurs MHS1, MHS2 et que ses accès de sortie sont reliés chacun à l'un des  
15 accès d'entrée du coupleur de combinaison SC. Ce montage présente les mêmes caractéristiques que celles du mélangeur pourvu d'une cellule symétrique de déphasage à savoir une augmentation notable de l'atténuation du signal image, au détriment d'un léger abaissement de la réjection du signal local.

20 En effet en reprenant l'exemple numérique donné plus haut on obtient dans ce cas une réjection du signal local de 50dB et une atténuation du signal image de 29dB.

Une autre solution consiste à disposer la cellule de déphasage symétrique PD non entre les mélangeurs et le coupleur de combinaison,  
25 mais en amont des mélangeurs. Dans ce cas cette cellule reçoit le signal local sur ses deux accès d'entrée, ses deux accès de sortie étant reliés chacun à l'accès d'entrée du coupleur hyperfréquence de l'un des mélangeurs.

Par ailleurs, il est possible de réaliser un circuit de  
30 régulation, homologue de la cellule d'asservissement du mélangeur, qui ajuste automatiquement la cellule symétrique de déphasage DP du dispositif en fonction du niveau du signal d'émission E à la fréquence du signal image.

Les types de coupleurs cités dans la présente description le  
35 sont à titre purement indicatif et peuvent être modifiés sans pour



autant sortir du cadre de l'invention. Ainsi, dans un mélangeur hyperfréquence symétrique, il est possible par exemple, d'intervertir les déphasages du coupleur hyperfréquence S2 et du coupleur de sortie S3. Toute combinaison des 3 coupleurs S1, S2, S3 du mélangeur qui  
5 produisent une combinaison en phase sur l'accès de sortie du coupleur de sortie S3 des composantes des signaux de mélange M1, M2 à la fréquence du signal utile et une combinaison en opposition de phase des composantes de ces signaux à la fréquence du signal local peut convenir.

10 On remarquera que le mélangeur et le dispositif de mélange sont bien adaptés à une réalisation sous forme intégrée, du type circuit intégré micro-onde monolithique (MMIC) par exemple.

15

20

25

30

35

## REVENDECATIONS

- 1/ Mélangeur hyperfréquence symétrique comprenant un coupleur d'entrée (S1) produisant un premier (I1) et un second (I2) signal modulé à partir d'un signal modulant, un coupleur hyperfréquence (S2) produisant un premier (O1) et un second (O2) signal de transposition à partir d'un signal local (OL), un premier organe non linéaire (T1) produisant un premier signal de mélange (M1) à partir desdits premiers signaux modulés (I1) et de transpositions (O1), un second organe non linéaire (T2) produisant un second signal de mélange (M2) à partir desdits seconds signaux modulés (I2) et de transpositions (O2), un coupleur de sortie (S3) produisant sur son accès de sortie un signal de sortie (R) à partir desdits signaux de mélange, une première et une seconde voie dudit mélangeur s'étendant dudit premier (T1) respectivement dudit second (T2) organe non linéaire audit accès de sortie, caractérisé en ce qu'il comprend de plus une cellule symétrique de déphasage (P) pour produire un déphasage différentiel ajustable entre les signaux à la fréquence dudit signal local (OL) empruntant lesdites voies afin qu'ils se recombinent en opposition de phase sur ledit accès de sortie.
- 2/ Mélangeur hyperfréquence symétrique selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite cellule symétrique de déphasage est disposée entre ledit coupleur hyperfréquence (S2) et lesdits organes non linéaires pour produire à partir desdits premier (O1) et second (O2) signaux de transposition respectivement un premier (J1) et un second (J2) signal de modification à destination respectivement dudit premier (T1) et dudit second (T2) organe non linéaire.
- 3/ Mélangeur hyperfréquence symétrique selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite cellule symétrique de déphasage est disposée entre lesdits organes non linéaires (T1, T2) et ledit coupleur de sortie (S3) pour fournir à celui-ci deux signaux à partir desdits signaux de mélange (M1, M2).
- 4/ Mélangeur hyperfréquence symétrique selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce qu'il comprend, associé à l'un au moins desdits organes non linéaires (T1, T2), un ensemble de réglage pour modifier le gain de cet organe afin de réduire, dans

ledit signal de sortie (R), la puissance à la fréquence dudit signal local (OL).

5/ Mélangeur hyperfréquence symétrique selon l'un quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que ladite cellule symétrique de déphasage (P) est prévue pour être ajustée par un signal de commande (Vc).

6/ Mélangeur hyperfréquence symétrique selon la revendication 5, caractérisé en ce que ladite cellule symétrique de déphasage comprend deux déphaseurs (DP1, DP2) déphasant chacun l'un des signaux reçus (O1, O2) par ladite cellule, l'un desdits déphaseurs (DP1) produisant un déphasage ajustable par ledit signal de commande (Vc), l'autre (DP2) produisant un déphasage fixe.

7/ Mélangeur hyperfréquence symétrique selon la revendication 6, caractérisé en ce que ledit déphaseur ajustable (DP1) comprend un coupleur de type "coupleur rat-race  $6 \lambda/4$ " dont un premier accès couplé est chargé par une première section de ligne (A12) de longueur L suivie d'un premier élément à capacité ajustable (D1), dont le deuxième accès couplé est chargé par une deuxième section de ligne (A34) de longueur  $L + \lambda/4$  suivie d'un deuxième élément à capacité ajustable (D2), lesdits éléments à capacité ajustable étant commandés par ledit signal de commande (Vc).

8/ Mélangeur hyperfréquence symétrique selon la revendication 7, caractérisé en ce que ledit déphaseur fixe (DP2) est identique audit déphaseur ajustable (DP1) si ce n'est que lesdits éléments à capacité ajustable reçoivent une tension fixe au lieu dudit signal de commande.

9/ Mélangeur hyperfréquence symétrique selon la revendication 7, caractérisé en ce que ledit déphaseur fixe (DP2) est identique audit déphaseur ajustable (DP1) si ce n'est que lesdits éléments à capacité ajustable sont remplacés par des éléments à capacité fixe (C1, C2).

10/ Mélangeur hyperfréquence symétrique selon l'une quelconque des revendications 5 à 9, caractérisé en ce qu'il comprend une cellule d'asservissement qui produit ledit signal de commande (Vc) à partir d'un signal de niveau (N) traduisant la puissance dudit signal de sortie (R) à la fréquence dudit signal local (OL).

11/ Mélangeur hyperfréquence symétrique selon la revendication 10,

- caractérisé en ce que ladite cellule d'asservissement comprend un quatrième coupleur (S4) prélevant une fraction dudit signal de sortie (R) à destination d'un filtre passe-bande (BP) centré sur la fréquence dudit signal local (OL) suivi d'un module de détection (MD)
- 5 fournissant ledit signal de niveau (N) à un circuit de commande (CC) qui produit ledit signal de commande (Vc) de manière à minimiser ledit signal de niveau (N).
- 12/ Mélangeur hyperfréquence symétrique selon la revendication 10, caractérisé en ce que ladite cellule d'asservissement comprend un
- 10 quatrième coupleur (S4) prélevant une fraction dudit signal de sortie (R) à destination d'un circuit de mélange et de filtrage qui reçoit également ledit signal local pour produire un signal de combinaison dont la composante continue est ledit signal de niveau (N), et comprend un circuit de commande qui produit ledit signal de commande
- 15 (Vc) de manière à minimiser ledit signal de niveau (N).
- 13/ Mélangeur hyperfréquence symétrique selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que lesdits organes non linéaires sont des transistors à effet de champ (T1, T2).
- 14/ Mélangeur hyperfréquence symétrique selon l'une quelconque des
- 20 revendications 1 à 12, caractérisé en ce que lesdits organes non linéaires sont formés par un transistor à effet de champ à deux grilles.
- 15/ Utilisation du mélangeur hyperfréquence symétrique selon l'une quelconque des revendications précédentes pour la réalisation d'un
- 25 dispositif de mélange, caractérisée en ce qu'il comprend un coupleur de répartition (SR) recevant désormais ledit signal d'entrée (FI) pour fournir deux signaux déphasés de 90° aux accès d'entrée des coupleurs d'entrée d'un premier (MHS1) et d'un second (MHS2) tels mélangeurs hyperfréquences symétriques et un coupleur de combinaison (SC)
- 30 produisant un signal d'émission (E) comme la somme du signal de sortie d'un desdits mélangeurs et du signal de sortie de l'autre mélangeur déphasé de 90°.
- 16/ Utilisation du mélangeur hyperfréquence symétrique selon la revendication 15, caractérisée en ce que ledit dispositif de mélange
- 35 comprend également un coupleur de distribution (SD) pour fournir ledit

signal local (OL) auxdits mélangeurs (MHS1, MHS2).

17/ Utilisation du mélangeur hyperfréquence symétrique selon la revendication 15 ou 16, caractérisé en ce que les signaux de sortie desdits mélangeurs comprenant chacun, outre une partie du signal utile, une partie d'un signal image, ledit dispositif de mélange comprend de plus une cellule symétrique de déphasage auxiliaire (PD) pour produire un déphasage différentiel ajustable entre les signaux à la fréquence dudit signal image issus de chacun desdits mélangeurs (MHS1, MHS2) afin qu'ils se recombinent en opposition de phase dans ledit signal d'émission (E).

18/ Utilisation du mélangeur hyperfréquence symétrique selon la revendication 17, caractérisée en ce que ladite cellule symétrique de déphasage auxiliaire (PD) est disposée entre lesdits mélangeurs et ledit coupleur de combinaison (SC).

19/ Utilisation du mélangeur hyperfréquence symétrique selon la revendication 17, caractérisée en ce que ladite cellule symétrique de déphasage auxiliaire (PD) disposée en amont desdits mélangeurs (MHS1, MHS2) reçoit ledit signal local (OL) pour le fournir à ces mélangeurs.

20

25

30

35

1/3

FIG. 1

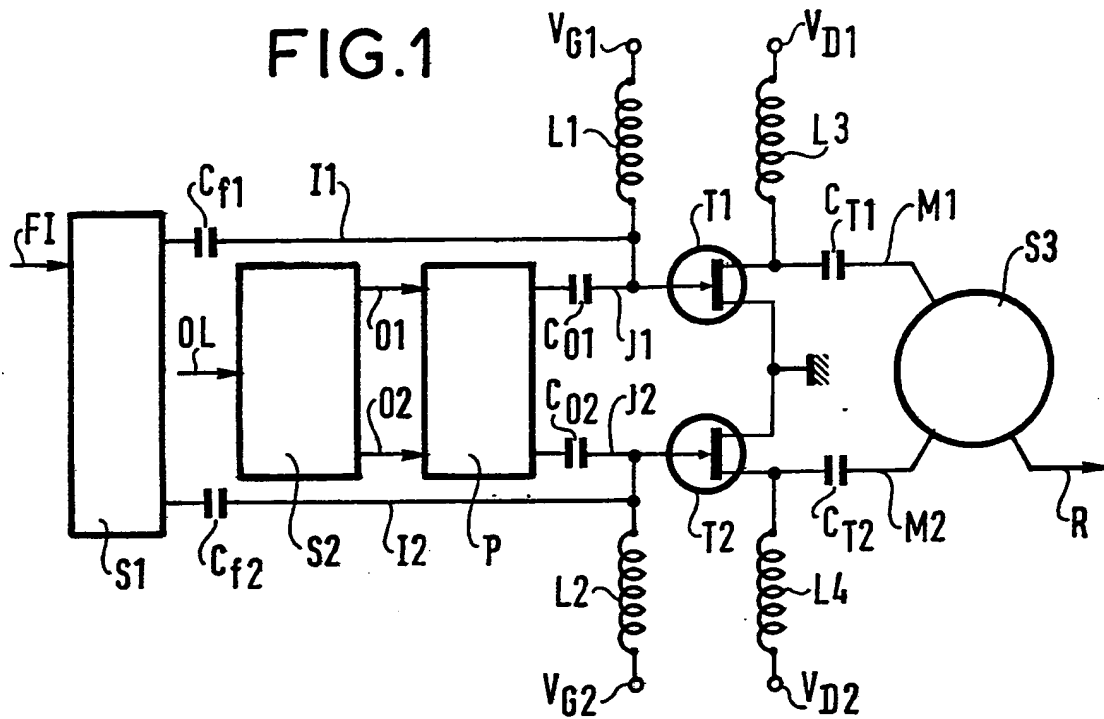
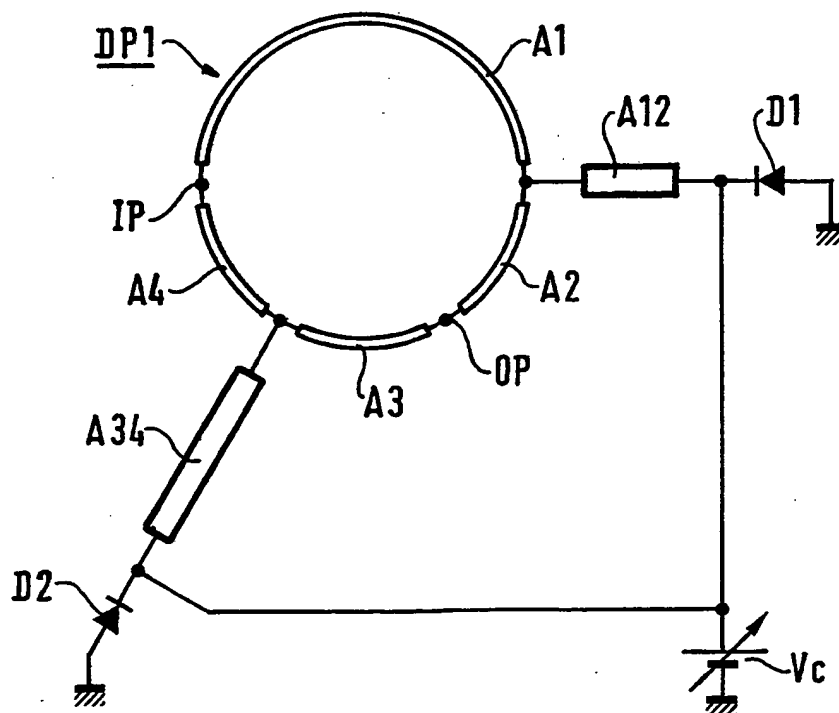
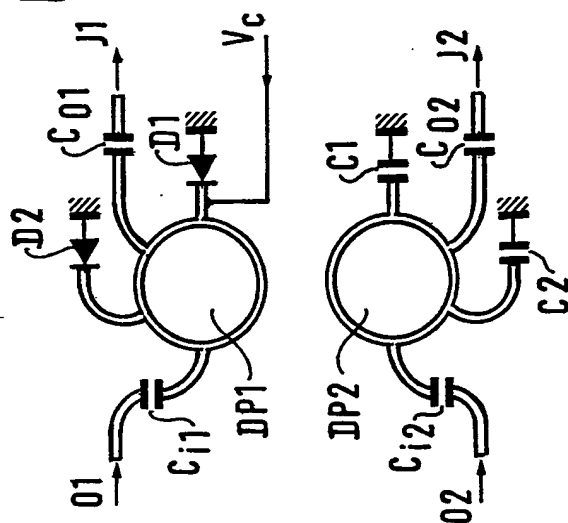


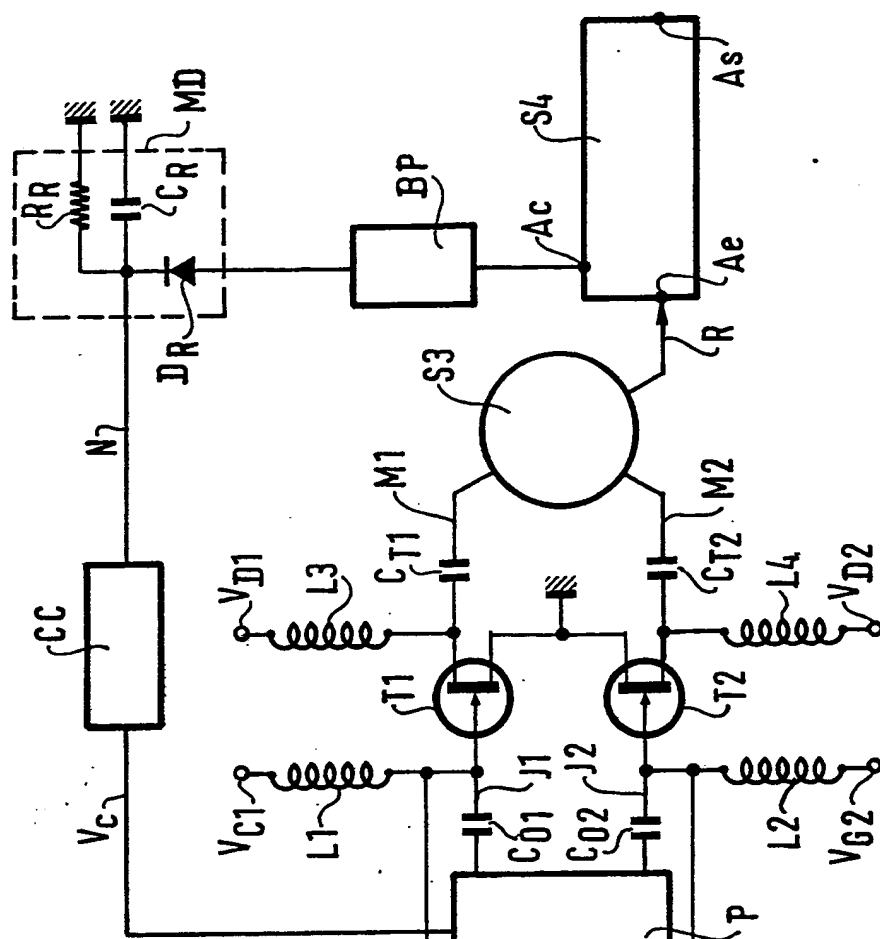
FIG. 2



361



**FIG. 4**



3/3

FIG. 5

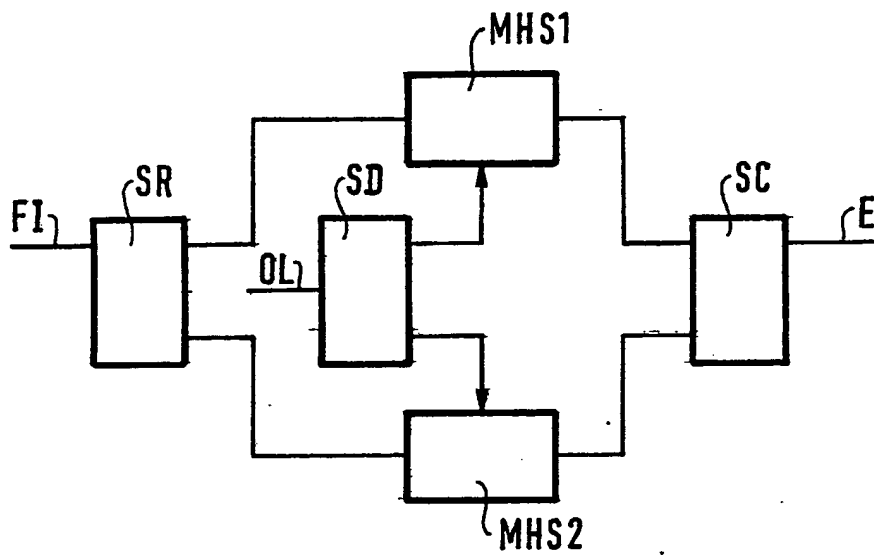
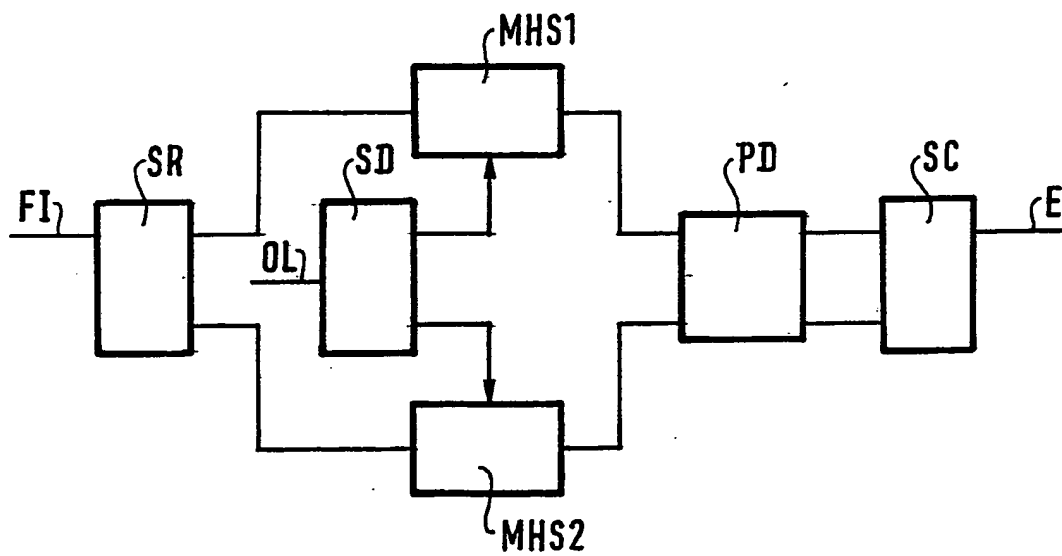


FIG. 6





INSTITUT NATIONAL  
de la  
PROPRIETE INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE  
établi sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement  
national

FR 9014626  
FA 455901  
Page 1

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
X	EP-A-347 761 (HUGHES AIRCRAFT COMPANY)  * colonne 4, ligne 3 - colonne 7, ligne 27; figures 1-5 *	1, 4-6, 10, 12
Y	---	13
X	16TH EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE 86 8 Septembre 1986, DUBLIN, IRLANDE pages 157 - 163; WOLFGANG SCHILLER: 'HIGH LINEARITY UPCONVERTER WITH ULTRA LOW DISTORTION OVER A BROAD FREQUENCY BAND FOR DIGITAL RADIO LINKS ' * page 157, ligne 1 - page 160, ligne 12; figures 1-4 *	1, 4, 5, 10, 15-17
Y	---	13, 19
A	---	11
Y, D	1988 IEEE MTT INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST vol. 2, 25 Mai 1988, NEW YORK pages 941 - 943; P. BURA ET AL: 'BALANCED FET UP-CONVERTER FOR 6 GHZ, 64-QAM RADIO ' * le document en entier *	13
Y	IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES vol. 37, no. 12, Décembre 1989, NEW YORK pages 2119 - 2124; PASCAL PHILIPPE ET AL.: 'A MULTIOCTAVE ACTIVE GaAs MMIC QUADRATURE PHASE SHIFTER ' * page 2119, colonne de gauche, ligne 1 - page 2122, colonne de gauche, ligne 33; figures 1,3-6 *  --- -/-	19
Date d'achèvement de la recherche		Examinateur
19 SEPTEMBRE 1991		BALBINOT H.
<p><b>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</b></p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande I : cité pour d'autres raisons ----- &amp; : membre de la même famille, document correspondant</p>		

INSTITUT NATIONAL  
de la  
PROPRIETE INDUSTRIELLE

**RAPPORT DE RECHERCHE**  
établi sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement  
national

FR 9014626  
FA 455901  
Page 2

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A, D	IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES vol. 22, no. 6, Juin 1974, NEW YORK pages 675 - 688; RICHARD W. BURNS ET AL.: 'LOW COST DESIGN TECHNIQUES FOR SEMICONDUCTOR PHASE SHIFTERS ' * figure 27 *	7-9
A	11TH ANNUAL GAAS IC SYMPOSIUM 22 Octobre 1989, SAN DIEGO, CALIFORNIE pages 189 - 192; VERNON BRADY ET AL.: 'DEVELOPMENT OF A MONOLITHIC FET Ka-BAND SINGLE SIDE BAND UPCONVERTER AND IMAGE REJECT DOWNCONVERTER ' * page 189, colonne de droite, ligne 18 - page 190, colonne de gauche, ligne 12; figure 1 *	15-19
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl.5)
Date d'achèvement de la recherche 19 SEPTEMBRE 1991		Examinateur BALBINOT H.
<p><b>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</b></p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons &amp; : membre de la même famille, document correspondant</p>		